



日 本 国 特 許 庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年10月31日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-331879

出 願 人

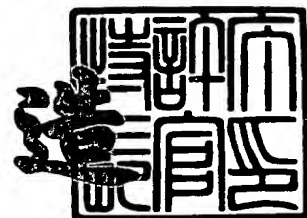
Applicant (s):

三洋電機株式会社

2001年 1月12日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2000-3111688

【書類名】 特許願

【整理番号】 KIB1000030

【提出日】 平成12年10月31日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H04M 3/07

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三洋電機株式会社
社内

【氏名】 谷本 孝司

【特許出願人】

【識別番号】 000001889

【氏名又は名称】 三洋電機株式会社

【代表者】 近藤 定男

【代理人】

【識別番号】 100111383

【弁理士】

【氏名又は名称】 芝野 正雅

【連絡先】 電話03-3837-7751 法務・知的財産部 東京事務所

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2000- 26895

【出願日】 平成12年 2月 4日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 013033

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

特 2 0 0 0 - 3 3 1 8 7 9

【包括委任状番号】 9904451

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 チャージポンプ回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 出力端と基準電位端との間に直列接続される複数のスイッチングトランジスタと、互いに隣接するトランジスタ間のノードに一方の端子が接続され、それら隣接するトランジスタのうちの前記基準電位端側のトランジスタの導通制御端子に他方の端子が接続されるキャパシタとを有し、前記複数のトランジスタの各導通制御端子に対して、奇数段と偶数段とで互いに位相の反転するクロック信号を印加して前記出力端に所定の出力電位を発生するチャージポンプ回路において、

前記キャパシタの他方の端子とこれに接続されるトランジスタ導通制御端子との間に遅延回路を設け、当該トランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号を所定期間遅延させて前記キャパシタの他方の端子に印加するようにしたことを特徴とするチャージポンプ回路。

【請求項 2】 前記クロック信号は、所定の電源電位と前記ノードの電位との間で動作するバッファ回路を介して前記スイッチングトランジスタの導通制御端子に印加される請求項 1 記載のチャージポンプ回路。

【請求項 3】 請求項 1 または 2 に記載のチャージポンプ回路において、前記複数のスイッチングトランジスタの奇数段と偶数段とが同時に非導通状態となる期間を設定するように前記互いに位相の反転したクロック信号のタイミングを調整するタイミング調整回路をさらに備えることを特徴とするチャージポンプ回路。

【請求項 4】 前記タイミング調整回路は、前記隣接するトランジスタの一方のトランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号を受けてその位相を反転する第 1 のインバータ回路と、当該チャージポンプ回路に入力されるクロック信号とこの第 1 のインバータ回路の出力クロック信号とを入力してその NAND 条件をとる第 1 の NAND 回路と、当該チャージポンプ回路に入力されるクロック信号を反転する第 2 のインバータ回路と、前記隣接するトランジスタの他方のトランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号を受けてその位相を反転

する第3のインバータ回路と、これら第2及び第3のインバータ回路の出力クロック信号を入力してそのNAND条件をとる第2のNAND回路とを備え、前記第1及び第2のNAND回路の出力をもって前記タイミングの調整されたクロック信号とする請求項3記載のチャージポンプ回路。

【請求項5】前記タイミング調整回路は、当該チャージポンプ回路に入力されるクロック信号を反転する第1のインバータ回路と、前記隣接するトランジスタの一方のトランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号と前記第1のインバータ回路の出力クロック信号とを入力してそのNOR条件をとる第1のNOR回路と、同第1のNOR回路の出力クロック信号を反転する第2のインバータ回路と、当該チャージポンプ回路に入力されるクロック信号と前記隣接するトランジスタの他方のトランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号とを入力してそのNOR条件をとる第2のNOR回路と、同第2のNOR回路の出力クロック信号を反転する第3のインバータ回路とを備え、前記第2及び第3のインバータ回路の出力をもって前記タイミングの調整されたクロック信号とする請求項3記載のチャージポンプ回路。

【請求項6】前記遅延回路は、前記キャパシタの他方の端子を開放して一旦ハイインピーダンス状態とし、前記トランジスタの導通制御端子に印加される前記クロック信号が反転した後、所定の遅延期間を経過して前記キャパシタの他方の端子に所定の電位を与える請求項1～3のいずれか一項に記載のチャージポンプ回路。

【請求項7】前記遅延回路は、一対の電源端子の間に直列に接続される一対のトランジスタと、前記一対のトランジスタの導通制御端子を駆動する一対の論理回路と、を備え、前記一対の論理回路の一方が他方の出力と前記クロック信号とを合成して前記一対のトランジスタが同時に非導通状態となる期間を設定し、前記一対のトランジスタの間の電位を前記キャパシタに与える請求項6記載のチャージポンプ回路。

【請求項8】前記一対のトランジスタは、高電位側の電源端子と前記キャパシタとの間の導通を制御するPチャネル型トランジスタ及び、低電位側の電源端子と前記キャパシタとの間の導通を制御するNチャネル型トランジスタからなる

と共に、前記一対の論理回路は、AND回路及びNOR回路からなり、前記AND回路は、入力されるクロック信号と前記Pチャネル型トランジスタの導通制御端子に印加される信号との論理積信号を前記Nチャネル型トランジスタの導通制御端子に印加し、前記NOR回路は、当該遅延回路に入力されるクロック信号と前記AND回路の出力信号とのNOR条件信号を前記スイッチングトランジスタの導通制御端子に印加し、前記NOR回路の出力信号を反転させて前記Pチャネル型トランジスタの導通制御端子に印加する請求項7記載のチャージポンプ回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、キャパシタを用いて電圧を変換するチャージポンプ回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

図10に、従来のチャージポンプ回路の構成の概要を示す。ここで、同図10(a)に示す回路は、2個のダイオードD1、D2、キャパシタC1、及び出力キャパシタCout等を備えて構成される。また、図10(b)には、前記ダイオードD1、D2をPチャネル型MOSトランジスタT1、T2にて構成した例を示す。

【0003】

これらチャージポンプ回路はいずれも、キャパシタC1を介してノードN1にクロック信号CLKが供給されることにより、同クロック信号CLKの論理「H（ハイ）」レベル値である電源電圧VDDに基づきその出力電圧Voutとして負の電圧「-VDD」を出力する（負側に昇圧する）タイプのチャージポンプ回路である。

【0004】

次に、図11を参照して同回路の電圧変換動作の概要を説明する。

同図11に示す時刻t1以前のクロック信号CLKが論理「H」レベルにある

状態においては、ダイオードD1（あるいはトランジスタTR1）がオンしてノードN1の電圧 V_{n1} はほぼ「0」ボルト（グランド電圧GND）にあるとする。

またこのとき、出力電圧 V_{out} もほぼグランド電圧GNDであるとする。

【0005】

そして図1に示す時刻 t_1 において、クロック信号CLKが論理「L（ロー）」レベル（0ボルト）に低下すると、キャパシタC1によってノード電圧 V_{n1} はほぼ「 $-V_{DD}$ 」まで引っ張られる。このときダイオードD1（トランジスタTR1）はオフし、ダイオードD2（トランジスタTR2）がオンするため、出力電圧 V_{out} もほぼ「 $-V_{DD}$ 」となり（図11（c）参照）、出力キャパシタ C_{out} は「 $-V_{DD}$ 」に充電されることとなる。

【0006】

続いて、時刻 t_2 においてクロック信号CLKが再び論理「H」レベルになると、キャパシタC1によって、ノード電圧 V_{n1} はほぼグランド電圧GNDに引き上げられる。そのため、ダイオードD2（トランジスタTR2）はオフし、出力電圧 V_{out} は出力キャパシタ C_{out} の充電電圧「 $-V_{DD}$ 」近傍に保持される。

【0007】

次に、時刻 t_3 においてクロック信号CLKが再び論理「L」レベルになると、ノード電圧 V_{n1} は再びほぼ「 $-V_{DD}$ 」まで引っ張られる。このときダイオードD1（トランジスタTR1）はオフし、ダイオードD2（トランジスタTR2）がオンするため、出力電圧 V_{out} は再び「 $-V_{DD}$ 」となり、出力キャパシタ C_{out} は $-V_{DD}$ に充電されることとなる。このような出力キャパシタ C_{out} への充電が繰り返されることによって、出力電圧 V_{out} はほぼ「 $-V_{DD}$ 」に保持されるようになる。

【0008】

なお、このようなチャージポンプ回路は、キャパシタC1、 C_{out} を外付けするだけでIC（集積回路）化が可能のため、IC内において所望の電圧値を得るための電圧変換手段として、例えばCCD（電荷移送素子）ドライバの電源回

路やメモリ IC 等に使用されている。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、こうしたチャージポンプ回路においては、簡単な構成にて電圧変換を行うことができる、すなわち電圧を昇圧したり降圧したりすることができるものの、上記ダイオード $D1$ 、 $D2$ （あるいはトランジスタ $T1$ 、 $T2$ ）のしきい値電圧 V_{th} による電圧降下の影響によって、その出力電圧の絶対値が減少してしまうという不都合が生じる。例えば、上記従来チャージポンプ回路にあっては、その出力電圧の絶対値の理論値は $(V_{DD} - 2V_{th})$ となり、その最大理論値 V_{DD} より $2V_{th}$ だけ低下することとなる。そして、このような出力電圧の絶対値の低下が、チャージポンプ回路としての電圧変換効率の低下を招いている。

【0010】

なお、このしきい値電圧 V_{th} による出力電圧（絶対値）の低下を回避すべく、例えば先の図（b）に示した Pチャネル型 MOS トランジスタ $T1$ 、 $T2$ をダイオード結線とせずトランジスタ結線とすることも考えられるが、その場合には、それらトランジスタのオン・オフ制御時の貫通電流等による電圧変換効率の低下や、トランジスタ自身の信頼性の低下が無視できないものとなる。

【0011】

本発明は上記実情に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、高い信頼性を保ちつつ、その電圧変換効率を向上することの可能なチャージポンプ回路を提供することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】

以下、上記目的を達成するための手段及びその作用効果について記載する。

請求項 1 記載の発明は、出力端と基準電位端との間に直列接続される複数のスイッチングトランジスタと、互いに隣接するトランジスタ間のノードに一方の端子が接続され、それら隣接するトランジスタのうちの前記基準電位端側のトランジスタの導通制御端子に他方の端子が接続されるキャパシタとを有し、前記複数

のトランジスタの各導通制御端子に対して、奇数段と偶数段とで互いに位相の反転するクロック信号を印加して前記出力端に所定の出力電位を発生するチャージポンプ回路において、前記キャパシタの他方の端子とこれに接続されるトランジスタ導通制御端子との間に遅延回路を設け、当該トランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号を所定期間遅延させて前記キャパシタの他方の端子に印加するようにしたことをその要旨とする。

【 0 0 1 3 】

請求項 2 記載の発明は、請求項 1 記載のチャージポンプ回路において、前記クロック信号は、所定の電源電位と前記ノードの電位との間で動作するバッファ回路を介して前記スイッチングトランジスタの導通制御端子に印加されることをその要旨とする。

【 0 0 1 4 】

請求項 3 記載の発明は、請求項 1 または 2 に記載のチャージポンプ回路において、前記複数のスイッチングトランジスタの奇数段と偶数段とが同時に非導通状態となる期間を設定するように前記互いに位相の反転したクロック信号のタイミングを調整するタイミング調整回路をさらに備えることをその要旨とする。

【 0 0 1 5 】

請求項 4 記載の発明は、請求項 3 記載のチャージポンプ回路において、前記タイミング調整回路は、前記隣接するトランジスタの一方のトランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号を受けてその位相を反転する第 1 のインバータ回路と、当該チャージポンプ回路に入力されるクロック信号とこの第 1 のインバータ回路の出力クロック信号とを入力してその NAND 条件をとる第 1 の NAND 回路と、当該チャージポンプ回路に入力されるクロック信号を反転する第 2 のインバータ回路と、前記隣接するトランジスタの他方のトランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号を受けてその位相を反転する第 3 のインバータ回路と、これら第 2 及び第 3 のインバータ回路の出力クロック信号を入力してその NAND 条件をとる第 2 の NAND 回路とを備え、前記第 1 及び第 2 の NAND 回路の出力をもって前記タイミングの調整されたクロック信号とすることをその要旨とする。

【 0 0 1 6 】

請求項 5 記載の発明は、請求項 3 記載のチャージポンプ回路において、前記タイミング調整回路は、当該チャージポンプ回路に入力されるクロック信号を反転する第 1 のインバータ回路と、前記隣接するトランジスタの一方のトランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号と前記第 1 のインバータ回路の出力クロック信号とを入力してその NOR 条件をとる第 1 の NOR 回路と、同第 1 の NOR 回路の出力クロック信号を反転する第 2 のインバータ回路と、当該チャージポンプ回路に入力されるクロック信号と前記隣接するトランジスタの他方のトランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号とを入力してその NOR 条件をとる第 2 の NOR 回路と、同第 2 の NOR 回路の出力クロック信号を反転する第 3 のインバータ回路とを備え、前記第 2 及び第 3 のインバータ回路の出力をもって前記タイミングの調整されたクロック信号とすることをその要旨とする。

【 0 0 1 7 】

請求項 6 記載の発明は、請求項 1 ～ 3 のいずれか一項に記載のチャージポンプ回路において、前記遅延回路は、前記キャパシタの他方の端子を開放して一旦ハイインピーダンス状態とし、前記トランジスタの導通制御端子に印加される前記クロック信号が反転した後、所定の遅延期間を経過して前記キャパシタの他方の端子に所定の電位を与えることをその要旨とする。

【 0 0 1 8 】

請求項 7 記載の発明は、請求項 6 記載のチャージポンプ回路において、前記遅延回路は、一对の電源端子の間に直列に接続される一对のトランジスタと、前記一对のトランジスタの導通制御端子を駆動する一对の論理回路と、を備え、前記一对の論理回路の一方が他方の出力と前記クロック信号とを合成して前記一对のトランジスタが同時に非導通状態となる期間を設定し、前記一对のトランジスタの間の電位を前記キャパシタに与えることをその要旨とする。

【 0 0 1 9 】

請求項 8 記載の発明は、請求項 7 記載のチャージポンプ回路において、前記一对のトランジスタは、高電位側の電源端子と前記キャパシタとの間の導通を制御する P チャンネル型トランジスタ及び、低電位側の電源端子と前記キャパシタとの

間の導通を制御するNチャネル型トランジスタからなると共に、前記一对の論理回路は、AND回路及びNOR回路からなり、前記AND回路は、入力されるクロック信号と前記Pチャネル型トランジスタの導通制御端子に印加される信号との論理積信号を前記Nチャネル型トランジスタの導通制御端子に印加し、前記NOR回路は、当該遅延回路に入力されるクロック信号と前記AND回路の出力信号とのNOR条件信号を前記スイッチングトランジスタの導通制御端子に印加し、前記NOR回路の出力信号を反転させて前記Pチャネル型トランジスタの導通制御端子に印加することをその要旨とする。

【 0 0 2 0 】

【発明の実施の形態】

(第1の実施の形態)

以下、本発明にかかるチャージポンプ回路の第1の実施の形態について、図1及び図2を参照して説明する。なお、本実施の形態にかかるチャージポンプ回路も、電源電圧VDDから出力電圧として負電圧「-VDD」を出力するタイプのチャージポンプ回路である。

【 0 0 2 1 】

図1は、本実施の形態にかかるチャージポンプ回路の構成を示すもので、同図1に示すように、この回路は、基本的には先の従来のチャージポンプ回路と同様に、2個のスイッチングトランジスタTR1、TR2、キャパシタC1、及び出力キャパシタC_{out}等を備えて構成される。なお、同トランジスタTR1、TR2は、ここではNチャネル型MOSトランジスタにて構成される

これらチャージポンプ回路としての基本構成に加え、本実施の形態のチャージポンプ回路はさらに、タイミング調整回路10、CMOSインバータ1、2、及びバッファ回路B1を備えている。

【 0 0 2 2 】

ここで、タイミング調整回路10は、インバータ11、12、13、NAND回路14、15を備えて構成され、クロック信号CLKを入力し、同クロック信号CLKに基づいて、上記スイッチングトランジスタTR1、TR2をオン・オフさせる制御クロック信号φT1、φT2を生成するとともにそのタイミングを

調整する。

【0023】

また、CMOSインバータ1, 2は、それぞれそのNチャネル型MOSトランジスタ1a, 2aのソース端子Sが上記スイッチングトランジスタTR1, TR2のソース端子S（ノード）に接続される。これは、スイッチングトランジスタTR1, TR2のソースが負電圧となるとときに、上記制御クロック信号 $\phi T1$, $\phi T2$ の論理「L」レベルの電圧値も負電圧として、同トランジスタTR1, TR2を確実にオフに維持するためである。

【0024】

また、上記バッファ回路B1が上記CMOSインバータ1の出力とキャパシタC1間に設けられている。同バッファ回路B1は、上記制御クロック信号 $\phi T1$ の信号レベルを変換するとともに、同クロック信号 $\phi T1$ を所定時間遅延させ、その遅延されたクロック信号 $\phi T1$ をキャパシタクロック信号 $\phi C1$ としてキャパシタC1に入力する。なお、このバッファ回路は、例えば複数のCMOSインバータ等により形成される。

【0025】

このように、本実施の形態においては上記キャパシタクロック信号 $\phi C1$ を生成することにより、スイッチングトランジスタTR1のゲートにそのオン・オフ信号を印加した後に、同キャパシタクロック信号 $\phi C1$ をキャパシタC1に印加することにより同トランジスタTR1のソース電圧（ノードN1の電圧） V_{n1} を変化させるようにしている。

【0026】

そのため、スイッチングトランジスタTR1のオン時にあっては、同トランジスタTR1の半導体基板内に形成される寄生トランジスタを導通させる等の不具合が防止され、一方、トランジスタTR1のオフ時にあっては、同トランジスタTR1を介してノード電圧 V_{n1} が変動することも防止されるようになる。

【0027】

次に、このように構成される本実施の形態のチャージポンプ回路による負電圧の発生動作の概要を図2のタイミングチャートを参照して説明する。なお、同図

2においては本チャージポンプ回路の定常的な推移が示され、電源投入時等の過渡的な推移は割愛されている。

【0028】

同図2に示す時刻 t_1 においてクロック信号CLKが論理「H」レベル(VDD)に変化すると(図2(a))、まず上記インバータ12の出力が論理「L」レベル(0ボルト)となり、それに伴ってNAND回路15の出力が論理「H」レベルとなる。それがCMOSインバータ2に入力され、同インバータ2の出力である制御クロック信号 ϕT_2 が論理「L」レベル「-VDD」となる(図2(c)参照)。

【0029】

このとき、スイッチングトランジスタTR2はオフするとともに、インバータ11の出力が論理「H」レベルとなり、それに伴ってNAND回路14の出力が論理「L」レベル(0ボルト)となる。それがCMOSインバータ1に入力され、同図2に示す時刻 t_2 において、同インバータ1の出力である制御クロック信号 ϕT_1 が論理「H」レベル(VDD)となる(図2(b)参照)。続いてバッファ回路B1の遅延による所定時間後、キャパシタクロック信号 ϕC_1 が論理「H」レベル(VDD)となる(図2(d)参照)。この上昇に伴って、ノード電圧 V_{n1} は「-VDD」から上昇し、その後ほぼ0ボルトとなる(図2(e)参照)。

【0030】

一方、時刻 t_3 においてクロック信号CLKが論理「L」レベル(0ボルト)に変化すると、まず上記NAND回路14の出力が論理「H」レベルとなり、それがCMOSインバータ1に入力され、同図2に示す時刻 t_4 において、同インバータ1の出力である制御クロック信号 ϕT_1 が「L」レベル「-VDD」となる(図2(b)参照)。このとき、スイッチングトランジスタTR1はオフする。続いてバッファ回路B1の遅延による所定時間後、キャパシタクロック信号 ϕC_1 が論理「L」レベル(0ボルト)となる(図2(d)参照)。また、このとき、インバータ13の出力が論理「H」レベル(VDD)となり、それに伴ってNAND回路15の出力が論理「L」レベル(0ボルト)となる。それがCMO

Sインバータ2に入力され、同インバータ2の出力である制御クロック信号 ϕT_2 が論理「H」レベル(VDD)となる(図2(c)参照)。このときスイッチングトランジスタTR2はオンする。その後、時刻 t_5 においてクロック信号CLKが再び論理「H」レベルに変化すると、上記時刻 t_1 と同様な動作が行われる。

【0031】

本実施の形態のチャージポンプ回路においては、このような動作が繰り返されることによって、スイッチングトランジスタTR1, TR2のしきい電圧 V_{th} の影響がなくなり、ほぼ理論値「-VDD」に近い出力電圧 V_{out} が得られるようになる(図2(f)参照)。

【0032】

また、本実施の形態のチャージポンプ回路においては上述したように、スイッチングトランジスタTR1, TR2が同時にオンされることはない。すなわち、同図2に示されるように、スイッチングトランジスタTR1のオフ期間 τ_{off1} 内においてスイッチングトランジスタTR2のオン期間 τ_{on2} が設定され、一方スイッチングトランジスタTR2のオフ期間 τ_{off2} 内においてスイッチングトランジスタTR1のオン期間 τ_{on1} が設定される。そのため、効率よく所望の出力電圧 V_{out} が得られるようになるとともに、スイッチングトランジスタTR1, TR2に大きな貫通電流が流れることも防止される。その結果、同トランジスタTR1, TR2の信頼性が向上し、チャージポンプ回路としての信頼性も向上することとなる。

【0033】

以上説明したように、本実施の形態のチャージポンプ回路によれば、以下のような効果を得ることができる。

(1) スwitchングトランジスタTR1のゲート電圧を先に確定してから同トランジスタTR1のソース電圧(ノードN1の電圧) V_{n1} を変化させるようにしている。そのため、スイッチングトランジスタTR1のスイッチング時における寄生トランジスタの影響、及びノード電圧 V_{n1} の変動等が防止されるようになる。その結果、チャージポンプ回路としての動作がより確実になるとともに、

その信頼性も向上するようになる。

【0034】

(2) CMOSインバータ1, 2のNチャネル型MOSトランジスタのソース端子SをスイッチングトランジスタTR1, TR2のソース端子Sに接続する構成としている。そのため簡易な構成により、同トランジスタTR1, TR2のオフ動作の維持を確実にするゲート電圧（制御クロック信号 $\phi T1$, $\phi T2$ ）を得ることができる。

【0035】

(3) タイミング調整回路10によって、スイッチングトランジスタTR1, TR2が同時にオンすることのない制御クロック信号 $\phi T1$, $\phi T2$ が形成される。そのため、同トランジスタTR1, TR2に大きな貫通電流の流れることが防止され、同トランジスタTR1, TR2の信頼性が向上するとともに、チャージポンプ回路としての消費電力を低減することができる。

【0036】

(4) 電圧変換に際してスイッチングトランジスタTR1, TR2のしきい値電圧 V_{th} の影響を受けない構成としたため、高い到達出力電圧値（絶対値）が得られる。

【0037】

（第2の実施の形態）

次に、本発明にかかるチャージポンプ回路の第2の実施の形態を、前記第1の実施の形態との相違点を中心に図3及び図4を参照して説明する。

【0038】

図3に示されるように、この第2の実施の形態のチャージポンプ回路においては、タイミング調整回路の構成が前記第1の実施の形態のタイミング調整回路10の構成と相違する。また、本実施の形態においては、スイッチングトランジスタを4個、キャパシタを3個備え、電源電圧 V_{DD} から出力電圧として負電圧「 $-3V_{DD}$ 」（理論値）を出力する。

【0039】

さて、本実施の形態のタイミング調整回路20は、3個のインバータ21, 2

2, 23、及び2個のNOR回路24, 25を備えて構成される。先のタイミング調整回路10と同様に、互いに位相の反転したクロック信号が印加されるスイッチングトランジスタが同時に導通状態となることのないよう、それらクロック信号のタイミングを調整する。

【0040】

また、スイッチングトランジスタTR1, TR2, TR3に対してそれぞれCMOSインバータ1, 2, 3、バッファ回路B1, B2, B3、及びキャパシタC1, C2, C3がそれぞれ設けられている。また、スイッチングトランジスタTR4にはCMOSインバータ4が設けられている。そして、ここでは制御クロック信号 $\phi T1$, $\phi T3$ 、制御クロック信号 $\phi T2$, $\phi T4$ 、及びキャパシタクロック信号 $\phi C1$, $\phi C3$ は共通化されている。

【0041】

次に図4のタイミングチャートを参照して、このように構成される本実施の形態のチャージポンプ回路の動作の概要を説明する。

ここでも先の図2に示した場合と同様に、制御クロック信号 $\phi T1$, $\phi T3$ をバッファ回路B1, B3を介して遅延させてキャパシタクロック信号 $\phi C1$, $\phi C3$ が形成されている(図4(b), (d)参照)。また制御クロック信号 $\phi T2$ をバッファ回路B2を介して遅延させてキャパシタクロック信号 $\phi C2$ が形成されている(図4(c), (e)参照)。

【0042】

また、制御クロック信号 $\phi T1$, $\phi T3$ 及び制御クロック信号 $\phi T2$, $\phi T4$ は、互いに一方の論理レベル「L」(トランジスタ「オフ」)期間内に他方の論理レベル「H」(トランジスタ「オン」)期間が来るように形成されている(図4(b), (c)参照)。すなわち、同図4に示されるように、スイッチングトランジスタTR2, TR4のオフ期間 τ_{off2} 内においてスイッチングトランジスタTR1, TR3のオン期間 τ_{on1} が設定され、一方スイッチングトランジスタTR1, TR3のオフ期間 τ_{off1} 内においてスイッチングトランジスタTR2, TR4のオン期間 τ_{on2} が設定される。

【0043】

図5に、本実施の形態のチャージポンプ回路がIC（集積回路）内に適用された例として、CCDドライバの構成を示す。同ドライバはフレーム転送型CCDを駆動するものである。詳しくは同CCDの撮像部に発生した電荷を蓄積部に一挙に転送する、いわゆる電荷の垂直転送駆動を実現するもので、1チップのIC（集積回路）として形成される。そして、同図5に示すように、負電圧発生用チャージポンプ回路31、高電圧発生用チャージポンプ回路32、及び垂直ドライブ回路33等を備えて構成される。なお、ポンピングキャパシタC1、C2、C3、出力キャパシタC_{out}等は、当該ドライバに外付けされる。

【0044】

そしてここでは、本実施の形態のチャージポンプ回路31によって、理論値出力電圧V_{out}としてほぼ $-3V_{DD}$ が得られ、同出力電圧V_{out}は高電圧発生用チャージポンプ回路32及び垂直ドライブ回路33に出力される。

【0045】

また、高電圧発生用チャージポンプ回路32は、例えば先の図1に示したような回路構成に基づき形成される。なお、同チャージポンプ回路32にあっては、前記スイッチングトランジスタTR1、TR2はPチャネル型MOSトランジスタにて構成されるとともに、同トランジスタTR1のドレイン端子は電源電圧V_{DD}に接続される。また、前記CMOSインバータ1、2を構成するPチャネル型MOSトランジスタのソース（電源側端子）は上記ノードN1に接続され、一方、そのNチャネル型MOSトランジスタのソースは接地される。また、クロック信号CLKは、上記チャージポンプ回路31の出力電圧V_{out}に基づきレベル変換される。

【0046】

このように構成される本実施の形態のチャージポンプ回路によっても、先の第1の実施の形態の回路と同様に、以下のような効果を得ることができる。

(1) スwitchングトランジスタTR1、TR2、TR3のゲート電圧を先に確定してから各トランジスタTR1、TR2、TR3のソース電圧（ノードN1、N2、N3の電圧）V_{n1}、V_{n2}、V_{n3}を変化させるようにしている。そのため、スイッチングトランジスタTR1、TR2、TR3のスイッチング時に

おける寄生トランジスタの影響、及びノード電圧 V_{n1} , V_{n2} , V_{n3} の変動等が防止されるようになる。その結果、チャージポンプ回路としての動作がより確実になるとともに、その信頼性も向上するようになる。

【0047】

(2) CMOSインバータ1, 2, 3, 4のNチャネル型MOSトランジスタのソース端子SをスイッチングトランジスタTR1, TR2, TR3, TR4のソース端子Sに接続する構成としている。そのため簡易な構成により、それらトランジスタTR1, TR2, TR3, TR4のオフ動作の維持を確実にするゲート電圧(制御クロック信号 $\phi T1$, $\phi T2$, $\phi T3$, $\phi T4$)を得ることができる。

【0048】

(3) タイミング調整回路20によって、スイッチングトランジスタTR1, TR2, TR3, TR4の各隣接するトランジスタが同時にオンすることのない制御クロック信号 $\phi T1$, $\phi T2$, $\phi T3$, $\phi T4$ が形成される。そのため、それらトランジスタTR1, TR2, TR3, TR4に大きな貫通電流の流れることが防止され、同トランジスタTR1, TR2, TR3, TR4の信頼性が向上するとともに、チャージポンプ回路としての消費電力を低減することができる。

【0049】

(4) 電圧変換に際してスイッチングトランジスタTR1, TR2, TR3, TR4のしきい値電圧 V_{th} の影響を受けない構成としたため、高い到達出力電圧値(絶対値)が得られる。

【0050】

(第3の実施の形態)

以下、本発明にかかるチャージポンプ回路の第3の実施の形態について、上記第1の実施の形態との相違点を中心に図6及び図7を参照して説明する。

【0051】

図1に示した第1の実施形態においては、スイッチングトランジスタTR1をオン・オフ制御させる制御クロック信号 $\phi 1$ を所定時間遅延させたキャパシタクロック $C\phi 1$ を生成すべく、バッファ回路B1が設けられた。このように、バッ

ファ回路B1を設けることで、スイッチングトランジスタTR1のゲート電圧を確定してから同トランジスタTR1のソース電圧（ノードN1の電圧） V_{n1} を変化させることができ、ひいては寄生トランジスタの影響等を防止することができるようになる。

【0052】

ただしこの場合、トランジスタTR1がオンしてからバッファ回路B1が論理「H」レベルの信号を出力するまでの期間において、バッファ回路B1内で無駄な電流が消費される懸念がある。すなわち、トランジスタTR1がオンして、そのドレイン及びソース間が導通されることで、GNDからノードN1へ電流が流れ、ノードN1の電位 V_{n1} が上昇する。そして、これに伴ってバッファ回路B1の出力端子側の電位が変化する。しかし、この時点においては、例えばバッファ回路B1が2段のCMOSインバータで構成される場合、出力側のインバータ内のNチャネル型MOSトランジスタがオンしているために、このMOSトランジスタを介してキャパシタC1から同MOSトランジスタの論理「L」レベル側の給電端子（接地端子）に電流が流れるようになる。

【0053】

このように、バッファ回路B1内において、キャパシタC1への蓄電と関係のない電流が消費されると、チャージポンプ回路としてもその昇圧変換効率が低下する要因となる。特に、バッファ回路B1の出力がキャパシタC1への入力となる関係上、その出力側のMOSトランジスタの駆動電力が大きく設定されているために、上記消費される電力も大きなものとなり、チャージポンプ回路としてのこうした昇圧変換効率の低下が無視できないものとなる。

【0054】

そこで本実施の形態においては、前記制御クロック信号 $\phi T1$ を所定時間遅延させてキャパシタクロック $\phi C1$ を生成するバッファ回路（遅延回路）を、次のように構成するようにしている。すなわち、上記制御クロック信号 $\phi T1$ が論理「H」レベルとなる以前は、キャパシタC1への給電ラインをハイインピーダンス状態としておき、同制御クロック信号 $\phi T1$ が論理「H」レベルとなった後に、このキャパシタC1への給電ラインの電位が論理「H」レベルになる構成とし

ている。

【0055】

図6に、このように構成されたバッファ回路を備える本実施の形態にかかるチャージポンプ回路を示す。

図6に示されるように、この回路も、基本的には先の第1の実施の形態と同様に、2個のスイッチングトランジスタTR1、TR2と、キャパシタC1、出力キャパシタCout、及びトランジスタTR1やTR2へ供給するクロック信号を調整するタイミング調整回路100を備えて構成される。

【0056】

そして、本実施の形態においては、上記構成に加えて、第1の実施の形態におけるバッファ回路B1の代わりとしてバッファ回路（遅延回路）110を備えている。

【0057】

このバッファ回路110は、電源電圧「VDD」が印加される給電端子112と、同端子112及びキャパシタC1間の導通を制御するPチャネル型MOSトランジスタ111と、接地端子114と、同端子114及びキャパシタC2間の導通を制御するNチャネル型MOSトランジスタ113とを備えている。

【0058】

そしてバッファ回路110においては、上記トランジスタTR1がオンされてから、キャパシタC1に論理「H」レベルの信号が供給されるまでの期間における電力の浪費を抑制すべく、次のような手順で上記各トランジスタ111及び113の制御信号を生成する。すなわち、制御クロック信号φT1を論理「H」レベルにすべく指令信号がタイミング調整回路10から入力されると、この指令信号に基づいてまず、トランジスタ113をオフとする制御信号を生成する。そして、このトランジスタ113をオフとする制御信号に基づいて論理「H」レベルの制御クロック信号φT1を生成する。更に、生成された論理「H」レベルの制御クロック信号φT1に基づいて、トランジスタ111をオン状態とする制御信号を生成する。

【0059】

具体的には、図 6 に示されるように、バッファ回路 1 1 0 は、タイミング調整回路 1 0 0 から供給される制御クロック信号とトランジスタ 1 1 1 のゲート端子へ印加される制御信号 S 1 1 1 との論理積信号を制御信号 S 1 1 3 としてトランジスタ 1 1 3 のゲート端子に印加する AND 回路 1 1 5 を備えている。また、同バッファ回路 1 1 0 は、タイミング調整回路 1 0 0 から供給される制御クロック信号と AND 回路 1 1 5 の出力信号との論理和反転信号（NOR 条件信号）を制御クロック信号 $\phi T 1$ としてトランジスタ T R 1 のゲート端子に印加する NOR 回路 1 1 6 を備えている。更に、同バッファ回路 1 1 0 は、NOR 回路 1 1 6 の出力信号の論理反転信号 S 1 1 1 を上記制御信号 S 1 1 1 としてトランジスタ 1 1 1 のゲート端子へ印加するインバータ 1 1 7 を備えている。

【 0 0 6 0 】

上記態様にて構成されるバッファ回路 1 1 0 によれば、トランジスタ T R 1 のゲートへ印加される制御クロック信号 $\phi T 1$ が論理「H」レベルになる以前には、トランジスタ 1 1 3 がオフ状態に保たれてキャパシタ C 1 への給電ラインがハイインピーダンスとされる。そして、同制御クロック信号 $\phi T 1$ が論理「H」レベルになった後に、トランジスタ 1 1 1 がオン状態とされて、このキャパシタ C 1 への給電ラインに論理「H」レベルの電圧が印加される。

【 0 0 6 1 】

一方、タイミング調整回路 1 0 0 は、先の第 1 の実施の形態と同様、クロック信号 C L K を入力し、同クロック信号 C L K に基づいて、トランジスタ T R 1 及び T R 2 が同時にオンすることのないように調整されたクロック信号を生成する。このような調整を行うべく、タイミング調整回路 1 0 0 は、クロック信号 C L K の論理レベル変化に伴い、制御クロック信号 $\phi T 2$ として論理「L」レベルの信号を出力する場合には、同制御クロック信号 $\phi T 2$ に基づいて、バッファ回路 1 1 0 に論理「H」レベルの制御クロック信号 $\phi T 1$ を生成するように指令する信号を生成する。更に、タイミング調整回路 1 0 0 は、論理「L」レベルの制御クロック信号 $\phi T 1$ を生成するよう指令する信号をバッファ回路 1 1 0 に出力する場合には、この出力される信号に基づいて論理「H」レベルの制御クロック信号 $\phi T 2$ を生成する。

【0062】

具体的には、これも図6に示されるように、タイミング調整回路100は、クロック信号CLKを反転させる第1のインバータ101、バッファ回路110内のトランジスタ113のゲート端子に印加される制御信号S113とこの第1のインバータ101の出力信号との論理積信号をトランジスタTR2のゲート端子へ印加するAND回路102とを備えている。更に、タイミング調整回路100は、上記トランジスタTR2のゲート端子に印加される論理積信号を反転させる第2のインバータ103、及びこの第2のインバータ103の出力信号とクロック信号CLKとの論理積反転信号を上述した制御クロック信号 $\phi T1$ の生成を指令する信号としてバッファ回路110へ出力するNAND回路を備えている。

【0063】

なお、図6においては便宜上、先の図1に例示したような、トランジスタTR1及びTR2のソースが負電圧となるときに、この電圧値を上記制御クロック信号 $\phi T1$ 、 $\phi T2$ の論理「L」レベルの電圧値とする構成については図示しないこととした。これを実現するためには、例えばAND回路12及びNOR回路116の本来接地される側の給電端子を、これらトランジスタTR1及びTR2のソース端子に接続するなどすればよい。以下では、このように構成されていることを前提にその動作を説明する。

【0064】

次に、上記態様にて構成されるチャージポンプ回路の全体の動作について、図7のタイミングチャートを併せ参照して更に詳述する。

いま、図7に示す時刻 $t1$ において、クロック信号CLKが論理「H」レベル(VDD)に変化したとすると(図7(a))、まず、第1のインバータ101の出力が論理「L」レベルに変化するのに伴い、時刻 $t2$ において、AND回路102からトランジスタTR2のゲート端子へ印加される制御クロック信号 $\phi T2$ が論理「L」レベル($-VDD$)となる(図7(c))。これにより、トランジスタTR2がオフ状態となる。

【0065】

一方、このAND回路102の出力は、第2のインバータ103によって反転

され、論理「H」レベルのクロック信号CLKとともに、NAND回路104に
入力されるようになる。これにより、NAND回路104では、論理「L」レベ
ルの信号を、制御クロック信号 $\phi T1$ の生成を指令する信号としてバッファ回路
110へ出力する。

【0066】

このNAND回路104から出力される論理「L」レベルの信号は、バッファ
回路110においてAND回路115に入力され、図7に示す時刻 $t3$ において
、このAND回路115から論理「L」レベルの信号が上記制御信号S113と
してトランジスタ113のゲート端子に印加される（図7（e））。また、この
AND回路115から出力される論理「L」レベルの信号は、上記タイミング調
整回路10のNAND回路104からの出力信号とともに、NOR回路116に
入力される。これにより、図7に示す時刻 $t4$ において、NOR回路116から
トランジスタTR1のゲート端子へ論理「H」レベルの制御クロック信号 $\phi T1$
が出力される（図7（b））。そして、この論理「H」レベルの制御クロック信
号 $\phi T1$ の印加によって、トランジスタTR1がオン状態となる。

【0067】

このように、トランジスタTR1のゲート端子へ論理「H」レベルの制御クロ
ック信号 $\phi T1$ が供給される以前に、まずトランジスタ113がオフ状態へと制御
されるために、トランジスタTR1のオンに起因するキャパシタC1の電位変化
（図7（f））に伴って流れるキャパシタC1及び接地端子114間に不要な電
流が流れてしまうことを防止することができる。

【0068】

また、上記NOR回路116の出力信号は、インバータ117で反転され、論
理「L」レベルの信号が制御信号S111としてトランジスタ111のゲート端
子へ印加されるため、図7に示す時刻 $t5$ において、トランジスタ111がオン
状態となる（図7（d））。これにより、キャパシタC1に加えられる電圧の電
位は、論理「H」レベルに固定され（図7（f））、また、時刻 $t4$ 頃から上昇
し始めたノードN1の電位は、グランドレベルに固定される（図7（g））。

【0069】

一方、図 7 に示す時刻 t_6 において、クロック信号 CLK が論理「L」レベル（0 ボルト）に変化すると、まず、NAND 回路 1 0 4 からバッファ回路 1 1 0 へ出力される信号が論理「H」レベルに変化する。これによりバッファ回路 1 1 0 においては、NOR 回路 1 1 6 から出力される制御クロック信号 ϕT_1 が論理「L」レベルとなり、トランジスタ TR 1 がオフとなる（図 7（b））。また、この NOR 回路 1 1 6 の出力は、インバータ 1 1 7 を介して論理「H」レベルの制御信号 S 1 1 1 としてトランジスタ 1 1 1 のゲート端子に加えられる（図 7（d））。

【0 0 7 0】

更に、このインバータ 1 1 7 の出力は、AND 回路 1 1 5 に入力される。同 AND 回路 1 1 5 では、このインバータ 1 1 7 から出力される論理「H」レベルの信号と上述した NAND 回路 1 0 4 から出力される論理「H」レベルの信号との論理積条件に基づき、論理「H」レベルの信号を出力する。そして、この論理「H」レベルの信号が制御信号 S 1 1 3 として、トランジスタ 1 1 3 のゲートに印加される（図 7（e））とともに、AND 回路 1 0 2 に入力される。そして、この AND 回路 1 0 2 では、この論理「H」レベルの制御信号 S 1 1 3 と、クロック信号 CLK がインバータ 1 0 1 を介して反転された論理「H」レベルの信号との論理積条件に基づいて、論理「H」レベルの制御クロック信号 ϕT_2 を生成し、これをトランジスタ TR 2 のゲート端子に印加する（図 7（b））。これにより、トランジスタ TR 2 がオンとなり、同トランジスタ TR 2 を介してノード電圧 V_{n1} が出力電圧 V_{out} として出力される。

【0 0 7 1】

本実施の形態にかかるチャージポンプ回路においては、このような動作が繰り返されることで、昇圧効率を好適に維持している。

以上説明したように、本実施の形態によれば、第 1 の実施の形態の前記（1）～（4）あるいはこれに準じた効果に加えて、以下の効果が得られるようになる。

【0 0 7 2】

（5）バッファ回路 1 1 0 のトランジスタ 1 1 3 をオフ状態とした後、トラン

ジスタTR1をオン状態とすることで、トランジスタTR1がオンされてからキャパシタクロック信号 $\phi C1$ が論理「H」レベルとなるまでの間に、キャパシタC1と接地端子114との間で電力が消費されることを的確に回避することができる。

【0073】

(6) トランジスタ113をオフ状態としてからトランジスタ111をオン状態とすることで、トランジスタ113及び111間での貫通電流が流れることも回避される。

【0074】

(7) トランジスタ111がオフ状態となってからトランジスタ113をオン状態とすることで、トランジスタ113及び111間での貫通電流が流れることも回避される。

【0075】

(第4の実施の形態)

以下、本発明にかかるチャージポンプ回路の第4の実施の形態について、先の第2及び第3の実施の形態との相違点を中心に図8及び図9を参照して説明する。

【0076】

本実施の形態にかかるチャージポンプ回路は、図8に示されるように、先の第2の実施形態と同様、4個のスイッチングトランジスタTR1～TR4と、3個のキャパシタC1～C3とを備え、電源電圧「VDD」から出力電圧として負電圧「 $-3VDD$ 」(理論値)を出力する回路である。そして、これらトランジスタTR1～TR4のうち、隣接したトランジスタが同時に導通状態となることがないように、タイミング調整回路200を備えている。

【0077】

更に、本実施の形態にかかるチャージポンプ回路は、前述した寄生トランジスタの影響を回避すべく、先の第2の実施の形態におけるバッファ回路B1～B3の代わりに、バッファ回路210及び220を備えている。ここで、バッファ回路210は、制御クロック信号 $\phi T1$ 及び $\phi T3$ を生成するとともに、同信号を

所定期間遅延させて、キャパシタクロック信号 $\phi C1$ 及び $\phi C3$ を出力する回路である。また、バッファ回路220は、制御クロック信号 $\phi T2$ 及び $\phi T4$ を生成するとともに、同信号を所定期間遅延させて、キャパシタクロック $\phi C2$ 及び $\phi C4$ を出力する回路である。そして、これらバッファ回路210及び220は、先の第3の実施の形態のバッファ回路110と同様の機能を有して、キャパシタ $C1 \sim C3$ と接地との間で電力が消費されることを防止する。

【0078】

すなわち、これらバッファ回路210及び220では、タイミング調整回路200から供給される信号に基づき、スイッチングトランジスタ($TR1 \sim TR4$)のゲートに論理「H」レベルの制御クロック信号を印加する場合に、まず、接地端子(214, 224)及びキャパシタ($C1 \sim C3$)間の導通制御を行うトランジスタ(213, 223)をオフとする。そして、これらトランジスタ(213, 223)をオフとする論理「L」レベルの制御信号($S213, S223$)に基づいて、スイッチングトランジスタ($TR1 \sim TR4$)のゲート端子に印加する論理「H」レベルの制御クロック信号($\phi T1 \sim \phi T4$)を生成する。次に、この論理「H」レベルの制御クロック信号($\phi T1 \sim \phi T4$)に基づいて電源電圧VDDが印加される給電端子(212, 222)及びキャパシタ($C1 \sim C3$)間の導通制御を行うトランジスタ(211, 221)をオンとする。

【0079】

そして、こうした機能を得るために、バッファ回路210, 220はそれぞれ、先の第3の実施形態と同様、AND回路(215, 225)と、NOR回路(216, 226)と、インバータ(217, 227)とを備えて構成されている。

【0080】

一方、上記タイミング調整回路200は、スイッチングトランジスタ $TR1 \sim TR4$ の各々隣接するものが同時にオンすることのないようにタイミング調整された信号を上記各バッファ回路210, 220に供給する回路である。すなわち、クロック信号CLKの変化に伴い、制御クロック信号 $\phi T1$ 及び $\phi T3$ が論理「L」レベルになる場合には、バッファ回路210によって生成される同信号 ϕ

T1 及び $\phi T3$ に基づいて、論理「H」レベルの制御クロック信号 $\phi T2$ 及び $\phi T4$ を生成するように指令する信号をバッファ回路 220 に対して出力する。逆に、クロック信号 CLK の変化に伴い、制御クロック信号 $\phi T2$ 及び $\phi T4$ が論理「L」レベルになる場合には、バッファ回路 220 によって生成される同信号 $\phi T2$ 及び $\phi T4$ に基づいて、論理「H」レベルの制御クロック信号 $\phi T1$ 及び $\phi T3$ を生成するように指令する信号をバッファ回路 210 に対して出力する。

【0081】

具体的には、図 8 に示されるように、タイミング調整回路 200 は、クロック信号 CLK とバッファ回路 220 のトランジスタ 223 のゲート端子に印加される信号との論理積反転信号（NAND 条件信号）をバッファ回路 210 に対して出力する第 1 の NAND 回路 202 を備えている。また、タイミング調整回路 200 は、クロック信号 CLK を反転させるインバータ 201 を介して加えられる信号とバッファ回路のトランジスタ 213 のゲートに印加される信号との論理積反転信号をバッファ回路 220 に対して出力する第 2 の NAND 回路 203 を備えている。

【0082】

なお、本実施の形態においても、上記スイッチングトランジスタ TR1～TR4 を確実にオフさせるために、先の第 2 の実施形態と同様、それらトランジスタ TR1～TR2 のソースが負電圧となるときに、この電圧を上記制御クロック信号 $\phi T1$ ～ $\phi T4$ の論理「L」レベルの電圧値とする構成を採用しているが、図 8 でのこの具体構成についての図示は割愛した。

【0083】

図 9 に、本実施の形態にかかるチャージポンプ回路の動作を示す。

図 9 に示されるように、本実施の形態のチャージポンプ回路においても、基本的には先の第 3 の実施の形態と同様、スイッチングトランジスタ（TR1～TR4）がオン状態となってからキャパシタクロック（ $\phi C1$ ～ $\phi T3$ ）がオン状態となるまでの遅延期間にキャパシタ（C1～C3）と接地端子（214，224）との間で電力が消費されることを回避することができる態様で、各種タイミング信号が生成されている。

【 0 0 8 4 】

また、トランジスタ（ 2 1 1 , 2 2 1 ）がオフしてからトランジスタ（ 2 1 3 , 2 2 3 ）がオン状態となるため、これらトランジスタ間に貫通電流が流れることもなくなる。

【 0 0 8 5 】

このため、この第 4 の実施の形態によっても、第 2 の実施形態による（ 1 ）～（ 4 ）の効果に加えて、第 3 の実施の形態による前記（ 5 ）～（ 7 ）の効果に準じた効果を得ることができるようになる。

【 0 0 8 6 】

なお、上記第 3 及び第 4 の実施の形態は、以下のように変更して実施することもできる。

・バッファ回路 1 1 0 、 2 1 0 、 2 2 0 の構成は図 6 或いは図 8 に例示したものに限られない。特に、バッファ回路内の AND 回路や NOR 回路等の組み合わせについては、その変更も極めて容易である。すなわち、バッファ回路内に一对の論理回路を備え、その一方の論理回路が、他方の出力とバッファ回路への入力信号とを合成して、一对の電源端子間に接続される一对のトランジスタが同時に非導通状態となる期間を設定し、同期間の後にキャパシタに所定の電位を与えるものを極めて容易に構成することができる。

【 0 0 8 7 】

また、ここでは上記各実施の形態において例示された、低電位の給電端子及びキャパシタ間を遮断させる制御信号に基づいてトランジスタを導通制御する活性信号を生成したり、同活性信号に基づいて高電位の給電端子及びキャパシタ間を導通させる制御信号を生成する構成にも限られない。例えば、配線遅延を利用するなどしてもよい。

【 0 0 8 8 】

その他、上記全ての実施の形態に共通に変更可能な要素としては次のようなものがある。

・タイミング調整回路の回路構成は、先の図 1 及び図 3 及び図 6 及び図 8 に示したタイミング調整回路 1 0 , 2 0 , 1 0 0 , 2 0 0 の構成に限られるものでは

ない。要は、タイミング調整回路として、互いに位相の反転したクロック信号が印加されるスイッチングトランジスタが同時に導通状態となることのないよう、それらクロック信号のタイミングを調整するものであれば、いかなる回路構成にて構成されるものであってもよい。

【 0 0 8 9 】

・スイッチングトランジスタとしてNチャネル型MOSトランジスタを使用する例を示したがこれに限られず、同スイッチングトランジスタとしてはその他、例えばPチャネル型MOSトランジスタを使用しても、あるいはNチャネル及びPチャネル型MOSトランジスタを併用しても、本発明のチャージポンプ回路を構成することはできる。

【 0 0 9 0 】

・また、本発明のチャージポンプ回路は、電源電圧VDDを降圧して負電圧を発生させる適用例に限られず、その他、例えば電源電圧VDDを昇圧したり、あるいは負電圧を利用して正電圧を発生させたりする等、様々な電圧変換の態様に適用することができる。

【 0 0 9 1 】

・また、スイッチングトランジスタの個数、同トランジスタ間にその一方の電極が接続されてキャパシタ（ポンピングキャパシタ）の個数は任意であり、それぞれ所望の出力電圧V_{out}を得るに必要な個数を適宜設けるようにすればよい。

【 0 0 9 2 】

・また、上記各実施の形態では便宜上、スイッチングトランジスタTR1、TR2、TR3、TR4のソースS及びドレインDについてこれを図1あるいは図3のごとく定めたが、これらの態様に固定されるものではない。

【 0 0 9 3 】

・更に、上記第1又は第2の実施形態におけるバッファ回路B1～B3や、第3及び第4の実施形態におけるバッファ回路110、210、220においては、キャパシタへの給電を行う給電端子を、電位「VDD」、「0」を有するものにそれぞれ設定したが、これに限定されるものでもない。要は、スイッチングト

ランジスタの導通制御端子に印加されるクロック信号の2値的な値に対応した異なる2つの電位に設定されるものであればよい。そして、これら電位を適宜変更することで、チャージポンプ回路としての昇圧能力を調整することもできる。

【0094】

【発明の効果】

請求項1記載の発明によれば、遅延回路（バッファ回路）により、先にスイッチングトランジスタの例えばゲート端子（導通制御端子）に電圧を印加してから同トランジスタのソース電圧（ノードの電圧）を変化させることができる。そのため、スイッチングトランジスタのスイッチング時における寄生トランジスタ（当該トランジスタの半導体基板内に擬似形成されるトランジスタ）の影響、及びノード電圧の変動等が防止されるようになる。その結果、チャージポンプ回路としての動作がより確実になるとともに、その信頼性も向上するようになる。

【0095】

請求項2記載の発明によれば、所定の電源電位と前記のノード電位との間で動作するバッファ回路を設けることにより、簡易な構成により、前記スイッチングトランジスタのオフ動作の維持を確実とする同トランジスタのゲート電圧（導通制御端子印加クロック信号）を得ることができる。

【0096】

請求項3記載の発明によれば、タイミング調整回路によって、複数のトランジスタの奇数段と偶数段とが同時に非導通状態となる期間を設けるクロック信号が形成される。そのため、それらトランジスタに大きな貫通電流の流れることが防止され、同トランジスタの信頼性が向上するとともに、チャージポンプ回路としての消費電力を低減することができる。

【0097】

請求項4または5記載の発明によれば、前記タイミング調整回路を簡易な回路構成にて好適に形成することができる。

請求項6記載の発明によれば、キャパシタの他方の端子を開放して一旦ハイインピーダンス状態とすることで、トランジスタが導通制御されるのに伴いキャパシタの他方の端子側の線路の電位が上昇したとしても、この遅延回路内で電力が

消費されることを回避することができるようになる。更に、同発明によれば、トランジスタに印加されるクロック信号が反転した後に、キャパシタの他方の端子に所定の電位を与えることで、寄生トランジスタ効果等を回避することができるようになる。

【 0 0 9 8 】

請求項 7 及び 8 記載の発明によれば、請求項 6 記載の遅延回路を簡易な回路構成にて好適に形成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明にかかるチャージポンプ回路についてその第 1 の実施の形態を示す回路図。

【図 2】 同実施の形態の回路の動作を示すタイミングチャート。

【図 3】 本発明にかかるチャージポンプ回路についてその第 2 の実施の形態を示す回路図。

【図 4】 同実施の形態の回路の動作を示すタイミングチャート。

【図 5】 同実施の形態の回路の適用例を示すブロック図。

【図 6】 本発明にかかるチャージポンプ回路についてその第 3 の実施の形態を示す回路図。

【図 7】 同実施の形態の回路の動作を示すタイミングチャート。

【図 8】 本発明にかかるチャージポンプ回路についてその第 4 の実施の形態を示す回路図。

【図 9】 同実施の形態の回路の動作を示すタイミングチャート。

【図 1 0】 従来のチャージポンプ回路の構成例を示す回路図。

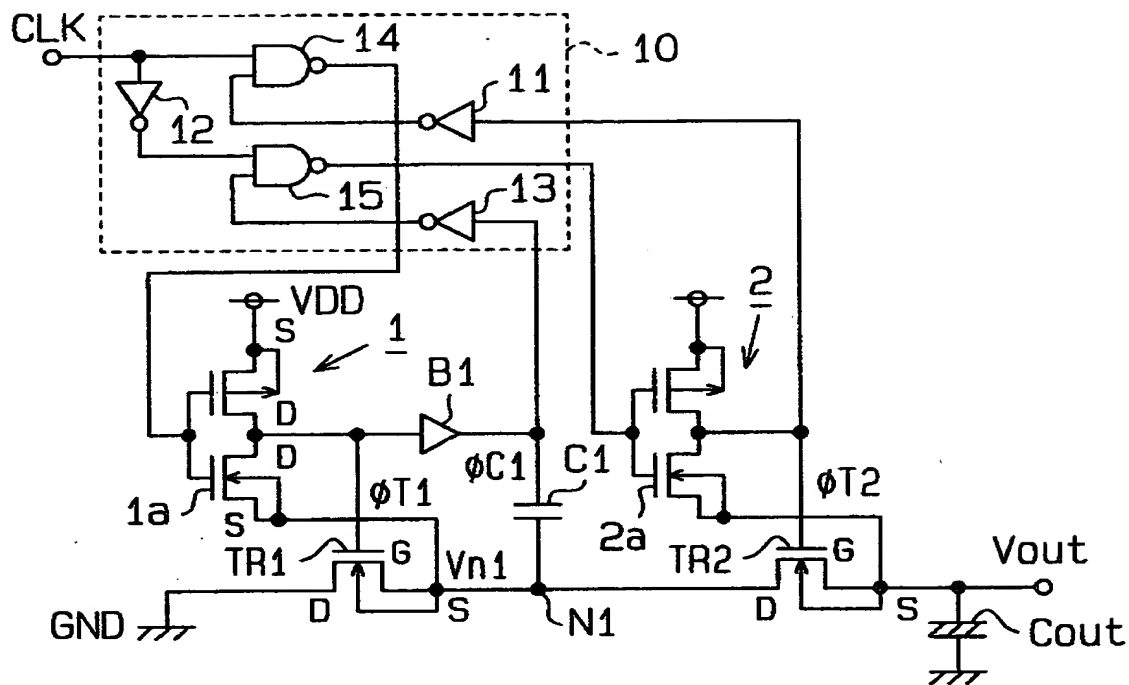
【図 1 1】 同従来のチャージポンプ回路の動作を示すタイミングチャート。

【符号の説明】

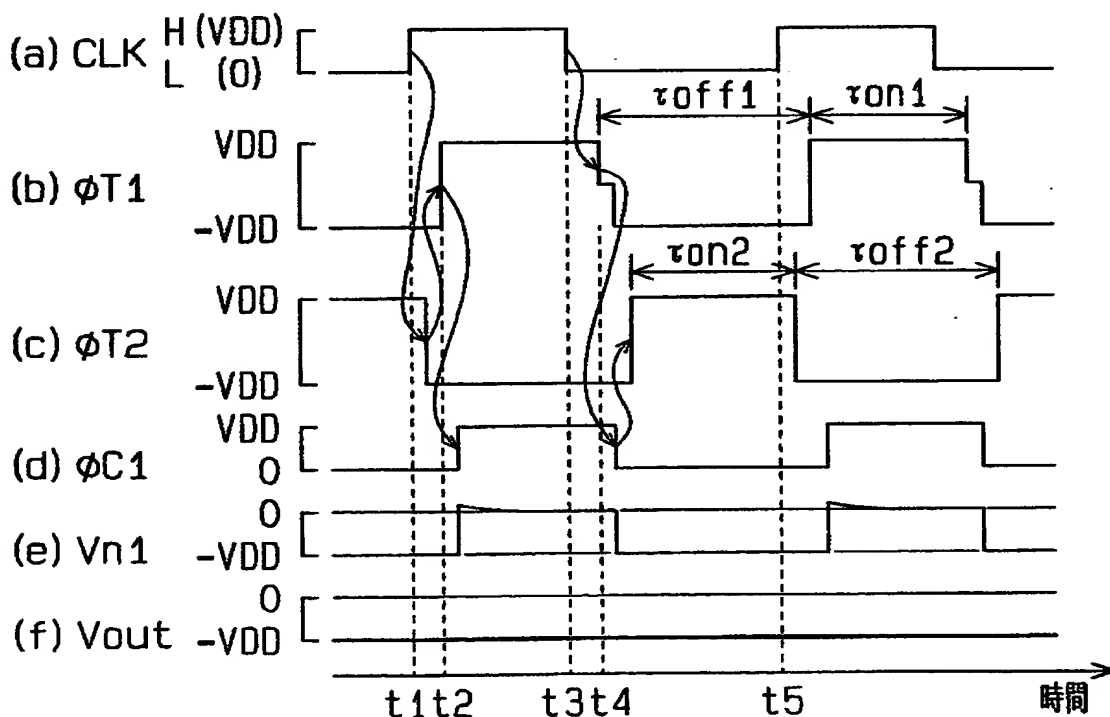
1, 2, 3, 4 … CMOS インバータ、1 a, 2 a … N チャネル型 MOS トランジスタ、1 0, 2 0, 1 0 0, 2 0 0 … タイミング調整回路、B 1, B 2, B 3, B 4 … バッファ回路、C 1, C 2, C 3, C 4 … キャパシタ、T R 1, T R 2, T R 3, T R 4 … スイッチングトランジスタ、1 1 0, 2 1 0, 2 2 0 … 遅延回路。

【書類名】 図面

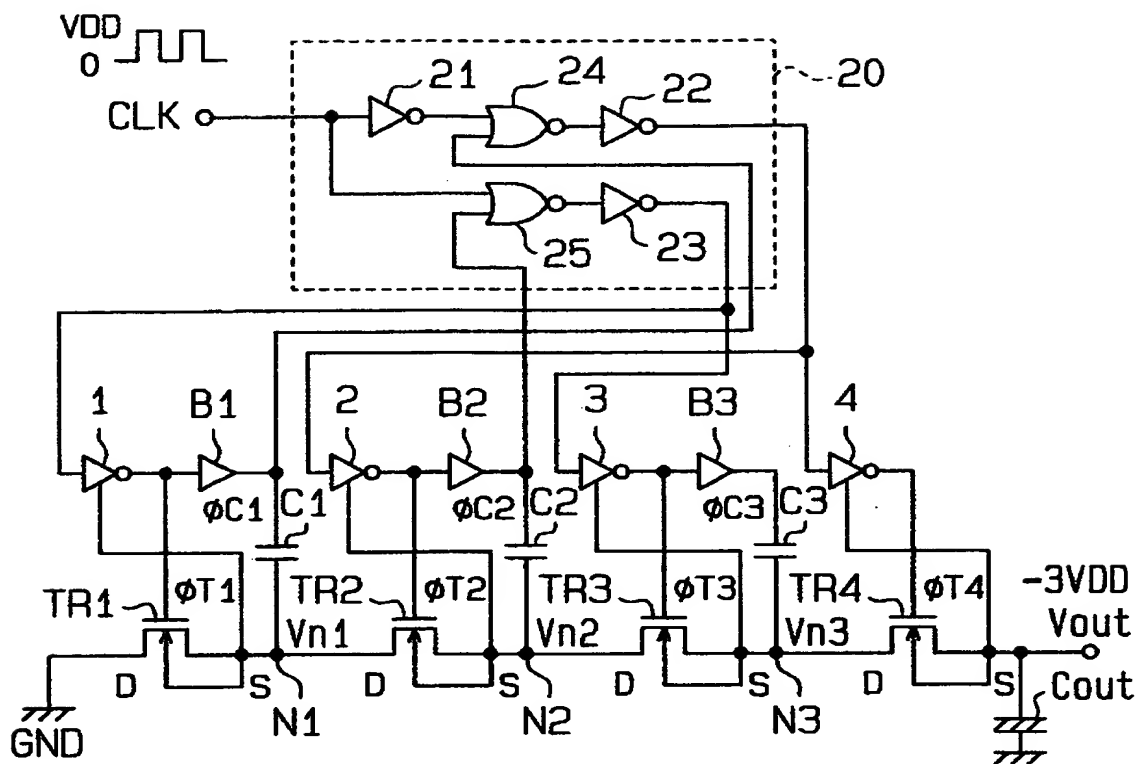
【図 1】



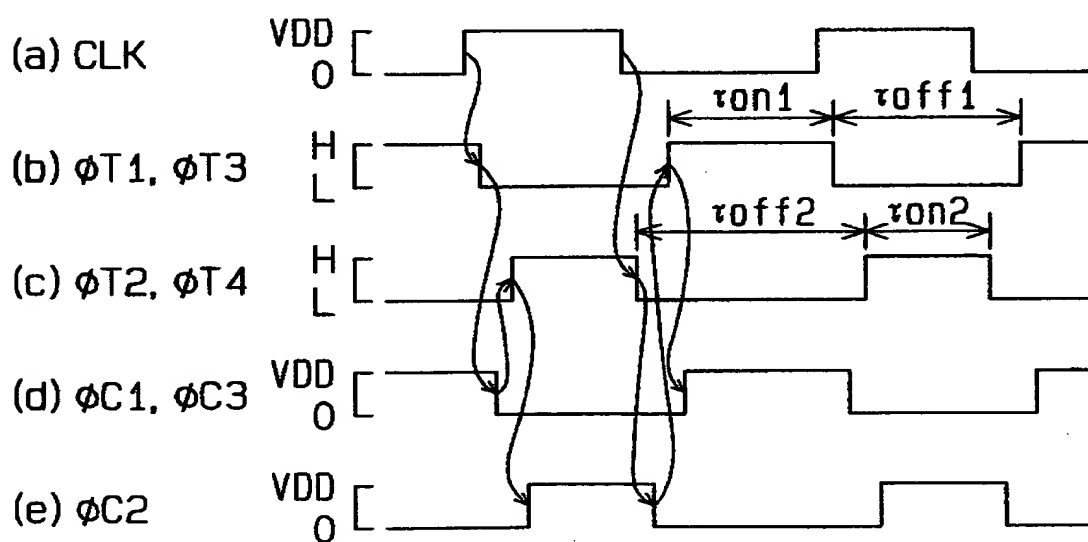
【図 2】



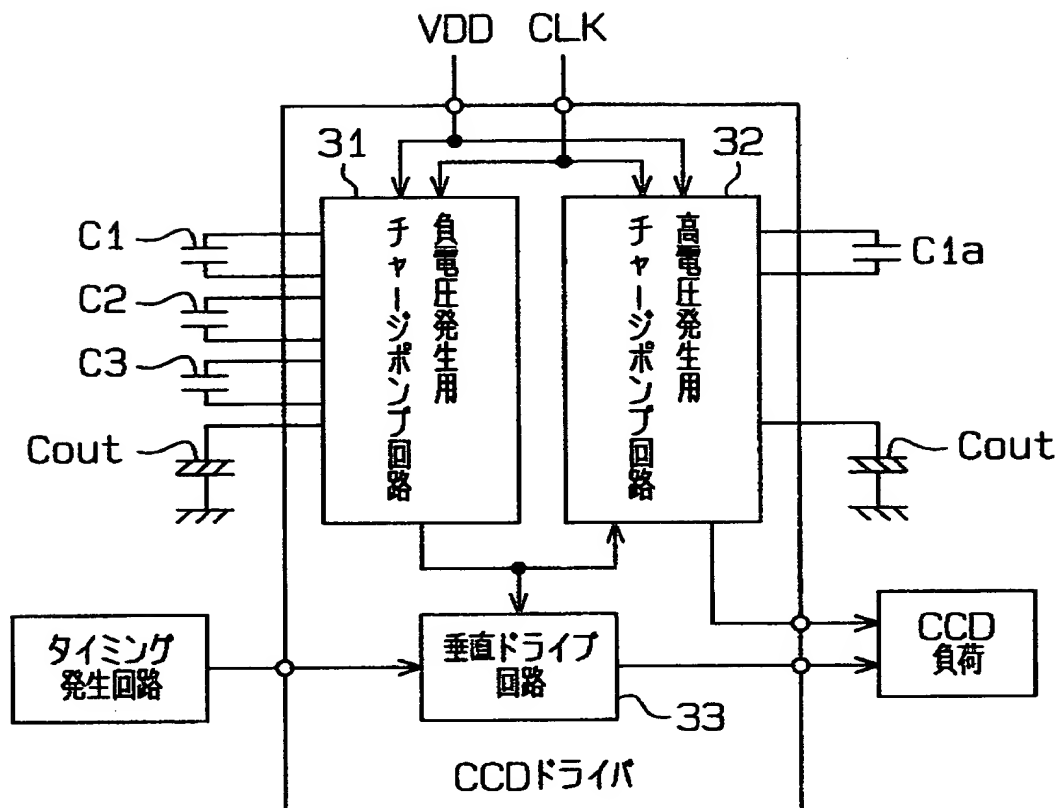
【図3】



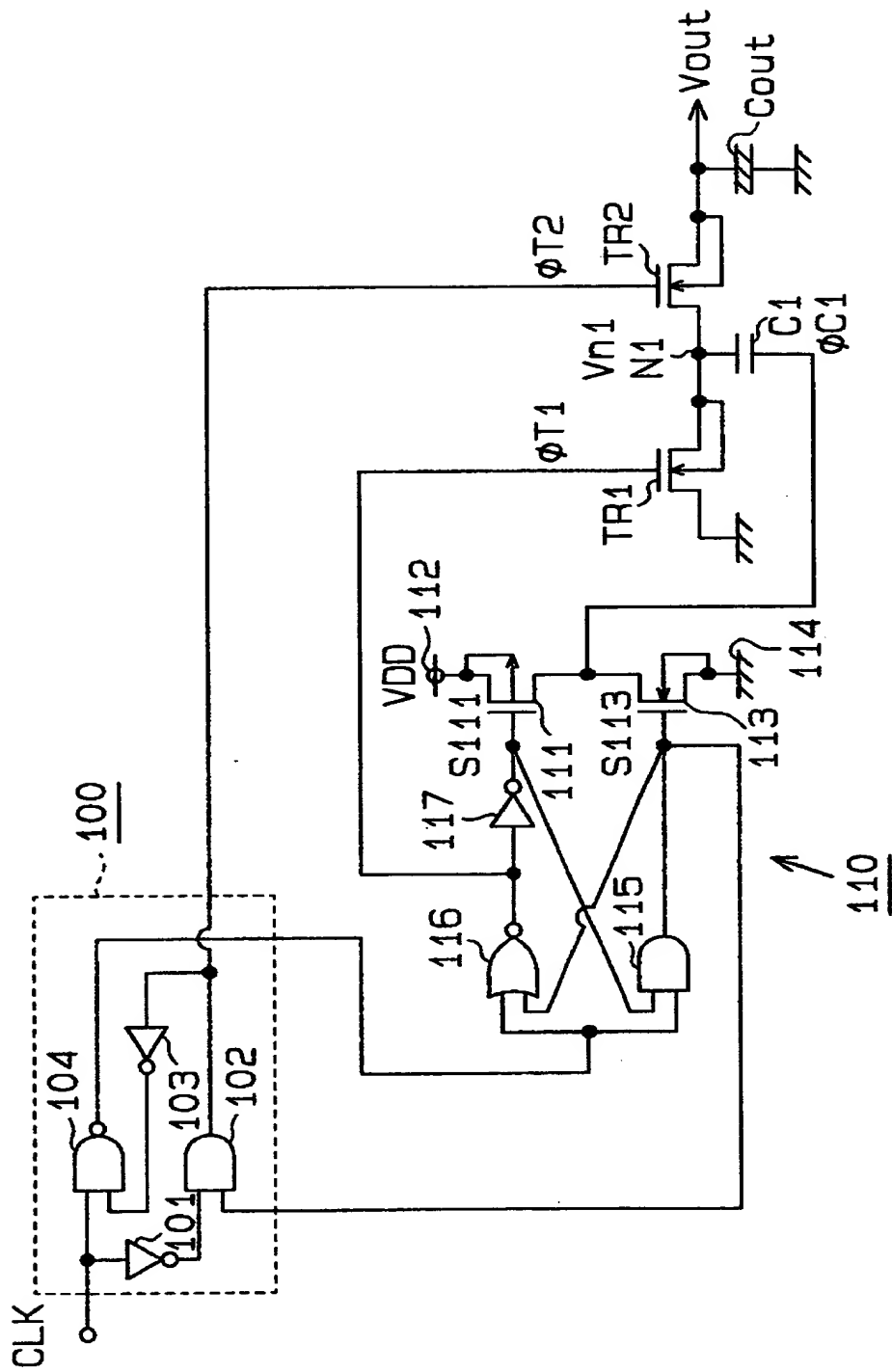
【図4】



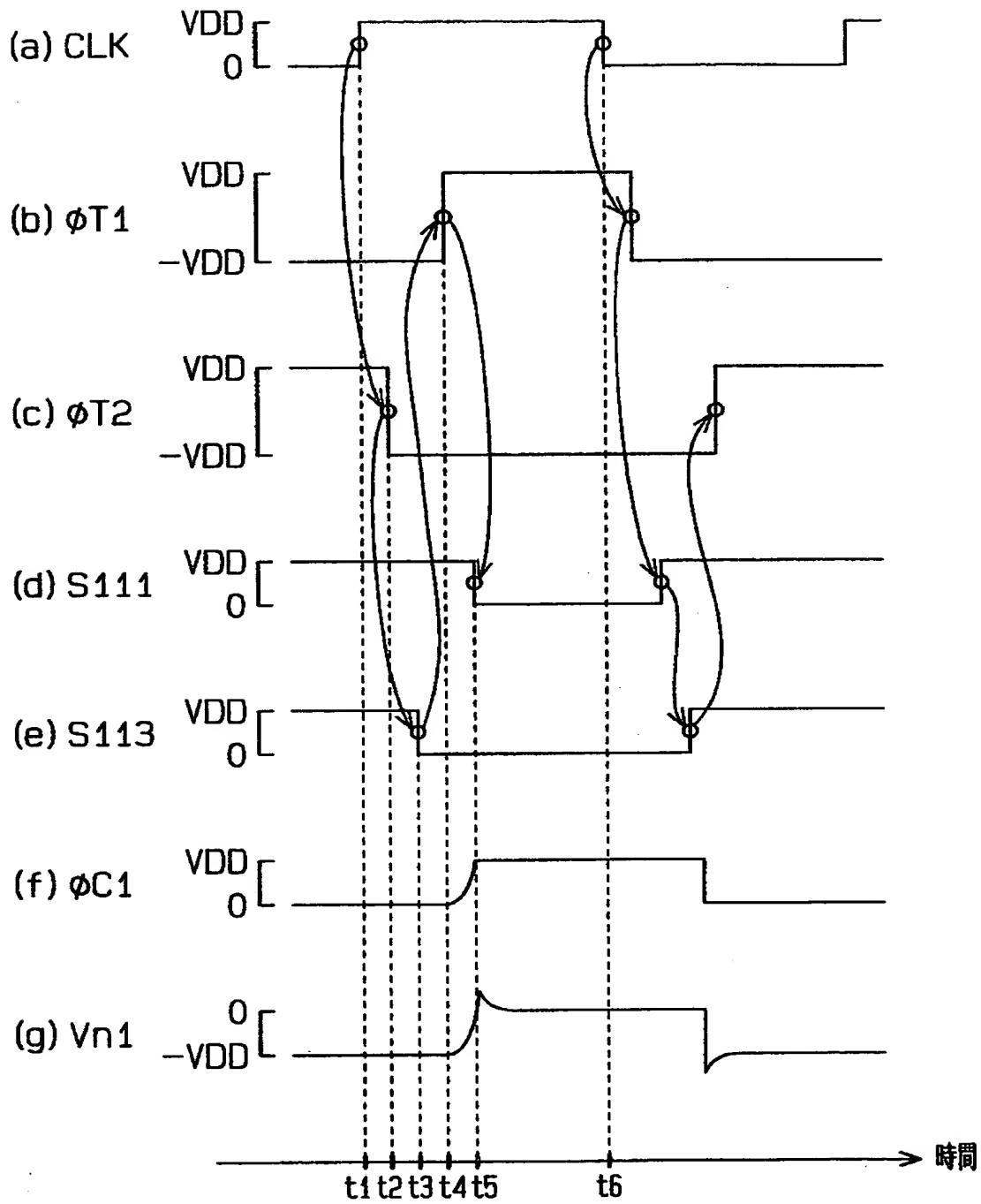
【図 5】



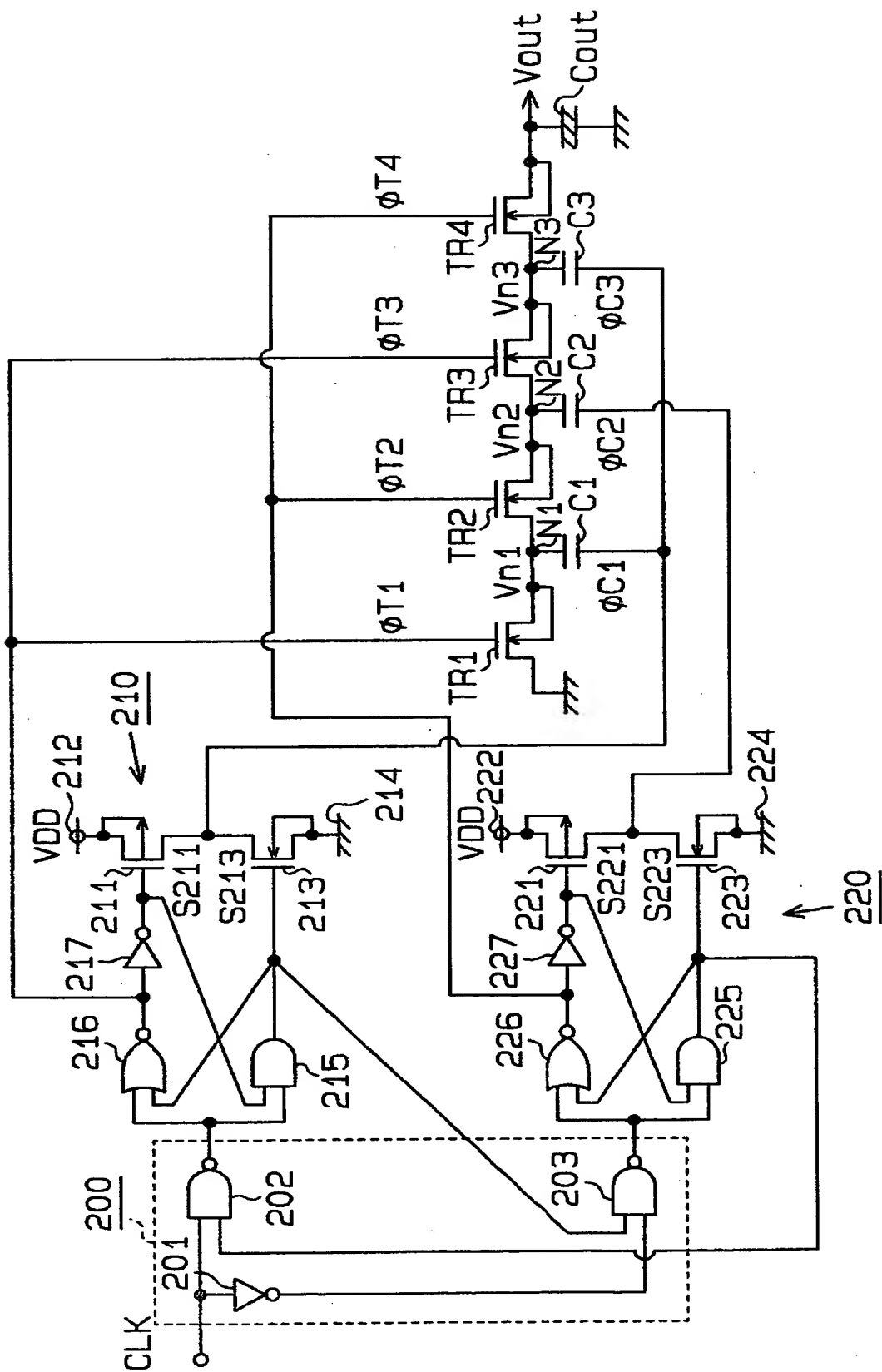
【図 6】



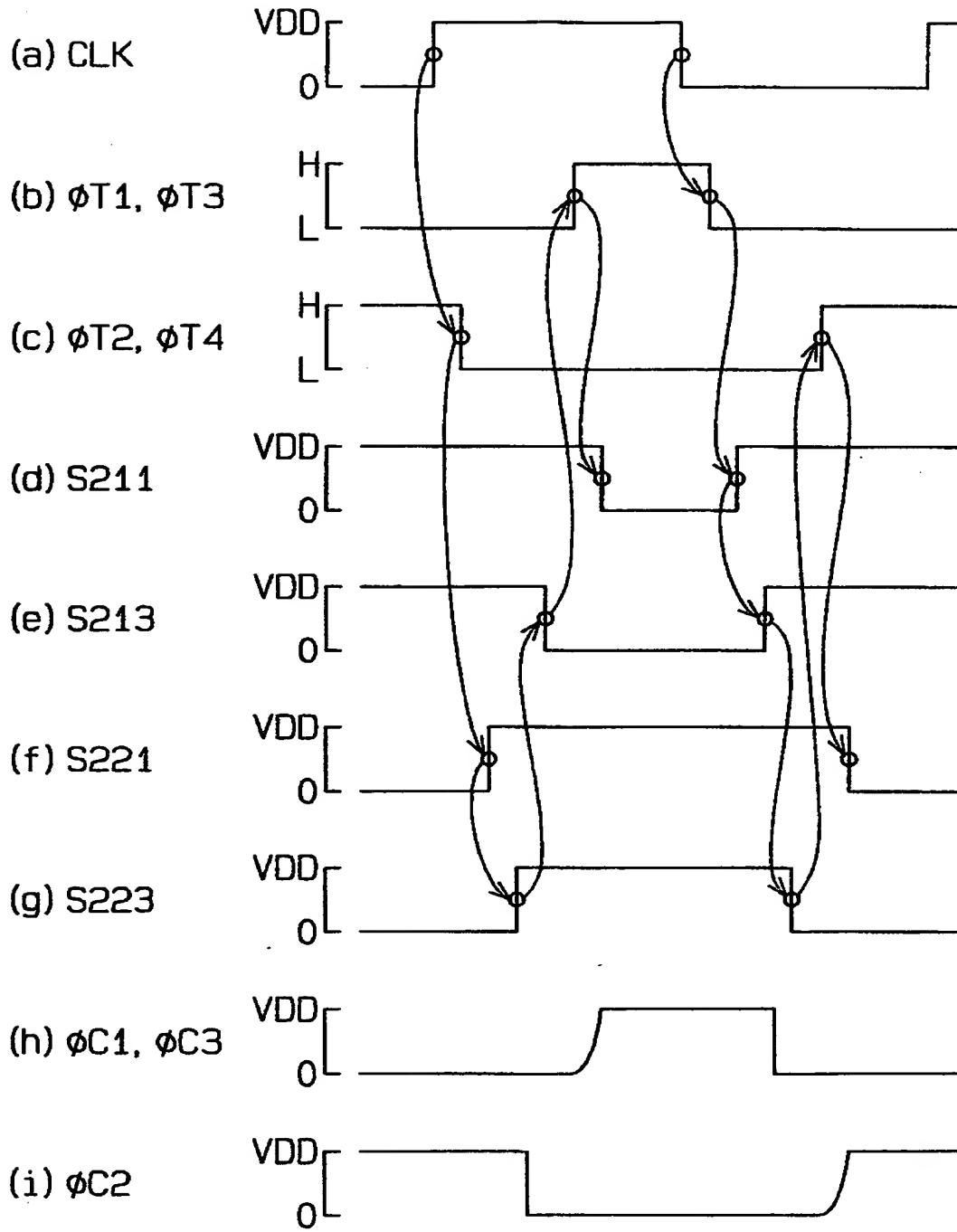
【図 7】



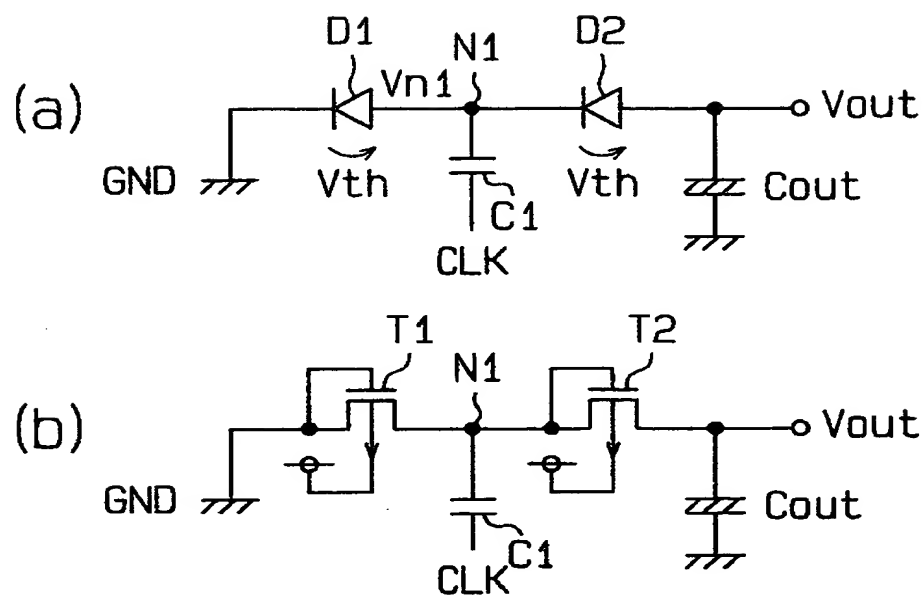
【図 8】



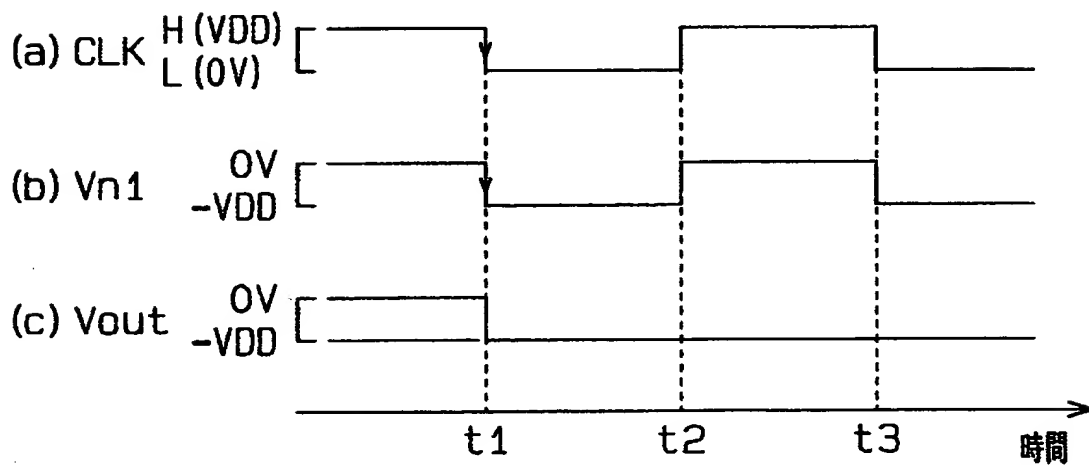
【図 9】



【図10】



【図11】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 高い信頼性を保ちつつ、その電圧変換効率を向上することの可能なチャージポンプ回路を提供する。

【解決手段】 チャージポンプ回路は、2個のスイッチングトランジスタTR1、TR2、キャパシタC1、及び出力キャパシタCout、タイミング調整回路10、そのNチャネル型MOSトランジスタのソース端子SがトランジスタTR1、TR2のソース端子Sにそれぞれ接続されるCMOSインバータ1、2、及びバッファ回路B1を備える。タイミング調整回路10は、トランジスタTR1、TR2を互いに一方のオフ期間内に他方をオンさせる制御クロック信号 $\phi T1$ 、 $\phi T2$ を生成する。制御クロック信号 $\phi T1$ をバッファ回路B1を介して所定時間遅延させて形成されるキャパシタクロック信号 $\phi C1$ がキャパシタC1に入力される。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000001889]

1. 変更年月日 1993年10月20日

[変更理由] 住所変更

住 所 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号

氏 名 三洋電機株式会社